



KOREAN PATENT ABSTRACTS(KR)

Document Code:A

(11) Publication No.1020000063968 (43) Publication.Date. 20001106

(21) Application No.1020000046869 (22) Application Date. 20000814

(51) IPC Code:
H04L 27/26

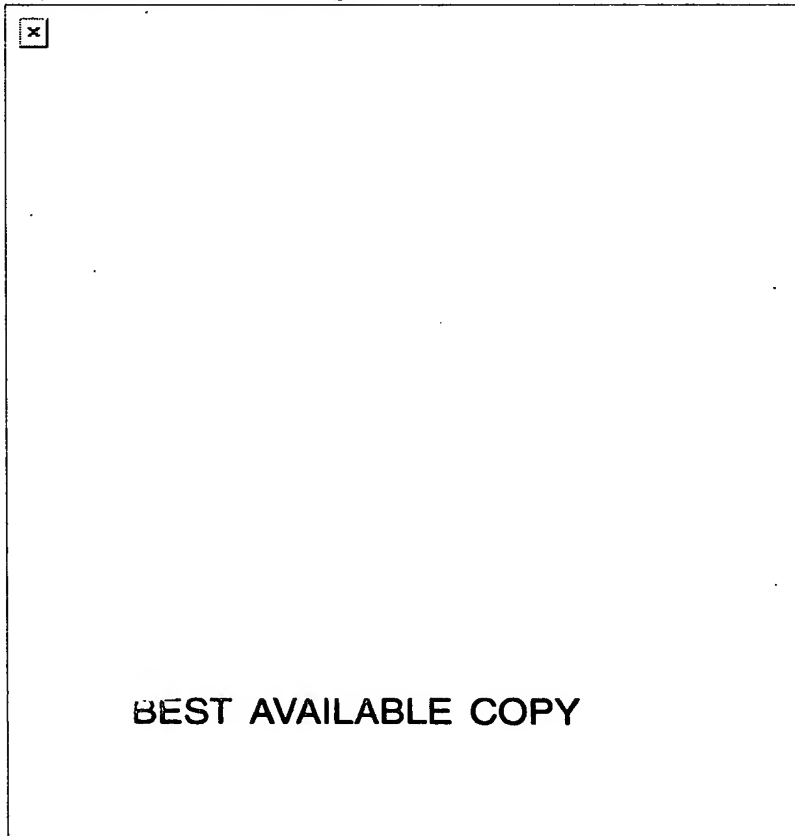
(71) Applicant:
KUHM, HERENA
SHIN, DONG KWAN

(72) Inventor:
KUHM, HERENA
SHIN, DONG KWAN

(30) Priority:

(54) Title of Invention
PARTIAL RESPONSE SINGALED ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION
MULTIPLEXING METHOD AND APPARATUS USING THE SAME

Representative drawing



(57) Abstract:

PURPOSE: A partial response signaled orthogonal frequency division multiplexing method and an apparatus using the method are provided to improve the data transferring efficiency.

CONSTITUTION: A partial response signaled orthogonal frequency division multiplexing (PRS-OFDM) method comprises a mapping step, a frequency transforming step, an IFFT signal processing step, a protecting interval setting step, a wave forming and carrier wave modulating step, and a channel interfacing step. The complex symbol row generated by mapping the encoded data becomes an input signal. Each complex symbol in the complex

symbol row adds mutual interference to the other complex symbols to produce new complex symbols.

COPYRIGHT 2001 KIPO

if display of image is failed, press (F5)

BEST AVAILABLE COPY

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.
H04L 27/26(조기공개)

(11) 공개번호
(43) 공개일자

특2000-0063968
2000년11월06일

(21) 출원번호	10-2000-0046869
(22) 출원일자	2000년08월14일
(71) 출원인	신동관 대한민국 305-345 대전광역시 유성구 신성동 한울아파트 107동 901호 금혜레나 대한민국 305-345 대전광역시 유성구 신성동 한울아파트 107동 901호
(72) 발명자	신동관 대한민국 305-345 대전광역시 유성구 신성동 한울아파트 107동 901호 금혜레나 대한민국 305-345 대전광역시 유성구 신성동 한울아파트 107동 901호
(77) 심사청구	있음
(54) 출원명	부분응답신호-직교주파수분할다중화 방식 및 장치

요약

본 발명은 종래의 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 방식의 데이터 전송성능을 현저히 개선한 새로운 PRS-OFDM(partial response signaled-OFDM) 방식을 제공한다. 비부호화데이터(uncoded data)를 4-QAM 복소심벌로 전송할 경우, 본 발명의 PRS-OFDM 방식은 10^{-4} 의 전송비트오류확률을 유지하기 위한 수신단에서의 신호대잡음비가 종래의 OFDM 방식에 비해 약 10dB 이상 개선되는 데이터 전송성능을 보인다. 부호화데이터(coded data)를 M -QAM 복소심벌로 전송할 경우, 부호화비(code rate)가 클수록, 그리고, M 이 클수록 본 발명의 PRS-OFDM 방식은 종래의 OFDM 방식에 비해 현저히 개선된 데이터 전송성능을 제공한다. 본 발명의 PRS-OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 구성은 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 송신단에서 PRS신호처리를 추가하여 주파수 다이버시티(frequency diversity) 전송 기능을 갖도록 신호처리하고 수신단에서 등화기(equalizer)에 의해 주파수 다이버시티 전송이득을 얻도록 함으로써 구현된다.

대표도

도6

색인어

OFDM, COFDM, Frequency Diversity, PRS, PRS-OFDM, Equalizer

명세서

도면의 간단한 설명

- 도1은 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 송신단 구성도,
- 도2는 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 수신단 구성도,
- 도3은 종래의 OFDM 방식에서 반송파변조된 병렬 구형파신호 한가지 실시 파형도,
- 도4는 도1에 참조된 IFFT신호처리기에서 복소심벌의 입력순서를 나타내는 실시예,
- 도5는 종래의 OFDM 방식의 반송파변조된 전체 병렬 구형파신호의 전력밀도함수,
- 도6은 본 발명의 PRS-OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 송신단 구성도,
- 도7은 본 발명의 PRS-OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 수신단 구성도,
- 도8은 본 발명의 PRS-OFDM 방식의 핵심적 역할을 담당하는 PRS신호처리기의 전형적인 구성도.

BEST AVAILABLE COPY

도9는 상기한 도6에 참조된 본 발명의 PRS-OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 송신단의 PRS신호처리 및 주파수교직기를 각각 병렬 입력력 구성을 갖도록 변경하여 송신단을 재구성한 구성도.

도10은 상기한 도9를 참조하여 병렬 입력 및 출력단으로 구성되는 DB-PRS신호처리, 주파수교직기 및 IFFT신호처리를 중심으로 입력 및 출력 복소심벌을 구체적으로 도시한 구성도.

도11은 상기한 도9를 참조하여 병렬 입력 및 출력단으로 구성되는 RC-PRS신호처리, 주파수교직기 및 IFFT신호처리를 중심으로 입력 및 출력 복소심벌을 구체적으로 도시한 구성도.

도12는 각 부반송파가 4-QAM 복소심벌을 변조할 경우의 RC-PRS신호처리를 이용한 본 발명의 PRS-OFDM 방식과 종래의 OFDM 방식의 데이터 전송성능 비교도.

도13은 부호화비가 1/2 이고 구속장이 3인 길쌈부호화를 사용할 경우의 본 발명의 PRS-OFDM 방식 및 종래의 OFDM 방식의 부호화 수단을 포함하는 전체 데이터 전송성능 비교도.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 OFDM 이라고 함) 방식에 주파수대역의 확산을 거의 필요로 하지 않는 새로운 주파수 다이버시티(frequency diversity) 기법을 도입하여 데이터 전송성능을 현저히 개선한 전송방식분야에 관한 것이다.

OFDM 방식은 전송하고자 하는 데이터를 먼저 M -QAM (M -ary quadrature amplitude modulation) 형태의 복소심벌(complex symbol)로 변환하고 복소심벌의 수열인 복소심벌열(complex symbol sequence)을 직병렬전환을 통해 다수의 병렬 복소심벌로 전환한 후 병렬 복소심벌들 각각을 구형파성형화(rectangular pulseshaping)하고 부반송파(sub-carrier)변조하는 다중반송파변조(Multi-Carrier Modulation) 방식이다. 여기서 구형파성형화된 각각의 병렬 복소심벌을 병렬 구형파신호로 부르기로 약속하며, 다중반송파변조 방식에서는 부반송파변조된(sub-carrier modulated) 모든 병렬 구형파신호들이 서로 직교(orthogonal)하도록 부반송파 사이의 주파수 간격이 설정된다.

OFDM 방식을 사용하지 않고 무선 페이딩(fading) 채널을 통해 M -QAM 변조신호를 전송할 경우, 다중경로지연(multipath delay)에 의해 발생하는 채널의 지연확산(delay spread)이 변조신호의 심벌주기보다 크면, 심벌간상호간섭(inter-symbol interference)이 발생하여 수신단에서 올바른 신호복원이 불가능해진다. 따라서 랜덤한(random) 지연확산을 보상하는 등화기(equalizer)를 사용해야 하지만, 등화기의 구현이 매우 복잡할 뿐만 아니라 수신단에서 입력잡음에 의한 전송성능의 열화가 커지는 단점이 있다.

반면, OFDM 방식을 이용하면 각 병렬 구형파신호의 심벌주기를 채널의 지연확산보다 훨씬 길게 할 수 있으므로 심벌간상호간섭을 상대적으로 매우 작게 할 수 있다. 특히 보호구간(guard interval)을 지연확산보다 길게 설정함으로써 심벌간상호간섭을 완전히 제거할 수 있는 장점이 있다. 물론 다중경로지연에 의한 랜덤한 지연확산을 보상하는 등화기를 구현할 필요가 없다. 따라서, OFDM 방식은 무선 페이딩 채널을 통한 데이터 전송에 매우 효과적임으로 현재 유럽의 지상파(terrestrial) 디지털 텔레비전 및 오디오 방송시스템에 대한 표준 전송방식으로 채택되어 있다. 또한 디지털가입자망(digital subscriber loop, DSL) 및 전력선통신(powerline communication) 등의 유선 채널을 통한 데이터 전송시스템 등에서도 선로망 환경에서 발생하는 다중경로 반사(multipath reflection)에 의한 전송성능 열화를 제거하는데 많이 사용되고 있다.

OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 송신단은 전송하고자 하는 데이터를 먼저 부호화데이터(coded data)로 바꾸는 채널부호화(channel encoding) 수단, 부호화데이터를 매핑기(mapper)를 통해 M -QAM, PSK(phase shift keying) 및 DPSK(differential PSK) 등 형태의 복소심벌로 변환하고 이를 직병렬전환을 통해 다수의 병렬 복소심벌로 전환한 후 각각의 병렬 복소심벌을 구형파성형화하고 부반송파변조한 후 부반송파변조된 모든 신호들의 합을 반송파변조하는 변조 수단, 그리고 무선 및 유선 채널을 통해 반송파변조된 신호를 전송하기 위해 증폭기 및 안테나 등으로 구성되는 송신단채널정합 수단 등으로 구성된다. 수신단은 송신단과는 반대로 수신단채널정합 수단, 복조 수단 및 채널복호화(channel decoding) 수단 등으로 구성된다.

상기한 채널부호화 수단으로는 길쌈부호화(convolutional encoding), 블록부호화(block encoding), 터보부호화(turbo encoding) 등을 포함하는 다수의 방법 또는 그들의 적절한 조합이 이용된다. 상기한 송신단 변조 수단 중 다수의 병렬 복소심벌들의 구형파성형화 및 부반송파변조 수단은 표본화이론(sampling theorem)에 근거하여 IFFT(inverse fast Fourier transform)신호처리 수단으로 구현하며, 수신단에서의 역신호처리는 FFT(fast Fourier transform)신호처리 수단을 이용한다.

본 발명의 구성은 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 구성에서, 주파수대역의 확산을 거의 필요로 하지 않는 새로운 주파수 다이버시티 전송기능을 갖도록 부분응답신호(partial response signal, 이하 PRS라 함) 생성 수단을 송신단에 부가하고, PRS신호처리에 의해 얻어진 다이버시티 이득을 처리하는 등화(equalizing) 수단을 수신단에 부가하여 구성함으로써 데이터 전송성능을 현저히 개선하는데 목적이 있다.

따라서, 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 변조 수단에 부가되는 PRS신호처리 수단을 중심으로 설명하기 위해 채널부호화 수단의 출력인 부호화데이터를 송신단에서 전송하고자 하는 입력데이터로 간주한 후 먼저 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 구성 및 동작에 대해 간단히 설명하기로 한다.

도1 및 도2는 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 송신단 및 수신단의 종래의 구성도다.

도1을 참조하면, 송신단의 구성은

BEST AVAILABLE COPY

전송하고자 하는 부호화데이터를 M -QAM, PSK 및 DPSK 형태 등의 복소심벌로 변환하는 매핑기(100),

상기 매핑기(100)의 출력 복소심벌열의 순서를 적절히 재배열하는 주파수교직기(frequency interleaver, 101),

상기 주파수교직기(101) 출력인 직렬 복소심벌열을 다수의 병렬 복소심벌로 만드는 직병렬전환기(102),

상기 직병렬전환기(102)의 다수의 출력들을 입력으로 하여 IFFT신호처리하는 IFFT신호처리기(103),

상기 IFFT신호처리기(103)의 다수의 출력들을 직렬 복소심벌열로 전환하여 출력하는 병직렬전환기(104),

상기 병직렬전환기(104)의 출력에 보호구간을 삽입하는 보호구간삽입기(105),

상기 보호구간삽입기(105)의 출력 복소심벌의 실수부를 선택하는 실수부선택기(106) 및 허수부를 선택하는 허수부선택기(107),

상기 각 실수부선택기(106)와 허수부선택기(107)의 출력들을 각각 파형성형하는 파형성형여파기(108),(109),

상기 파형성형여파기(108),(109) 출력 신호들을 각각 반송파 $\cos(w_c t)$ 및 $-\sin(w_c t)$ 로 각각 곱하고 곱한 결과들을 합하여 반송파변조 신호를 생성하는 반송파변조기(110),

상기 반송파변조기(110)의 출력 신호를 채널에 정합하기 위한 송신단채널정합기(channel interfacier, 111) 들로 구성된다.

여기서 두께가 그려진 선들은 복소신호(complex signal)의 경로들을 나타내며 가늘게 그려진 선들은 실신호(real signal)의 경로를 나타낸다.

상기한 IFFT신호처리기(103)는 부반송파변조의 핵심기능을 담당하며, 사용하는 부반송파의 수가 많아질수록 상기한 직병렬전환기(102), IFFT신호처리기(103) 및 병직렬전환기(104) 등을 구현하기가 어렵다. 그러나 IFFT신호처리기(103)를 파이프라인(Pipeline) 구조로 구현하면 (E.Bid et, D.Castelain, C.Joanblanc, and P.Senn: "A Fast Single-Chip Implementation of 8192 Complex Point FFT," IEEE, Jour. of Solid-State Circuit, pp300-306, Vol.30, No.3, Mar.1995), 직렬 입출력 신호를 처리함으로써 상기 직병렬전환기(102) 및 병직렬전환기(104) 등의 구현을 생략할 수 있다.

도2를 참조하면, 수신단의 구성은

채널을 통해 신호를 수신하는 수신단채널정합기(channel interfacier, 200),

상기 수신단채널정합기(200)의 출력으로부터 복소심벌을 재생하는 반송파복조기(201),

상기 반송파복조기(201)의 출력에서 보호구간내의 복소심벌들을 제거하는 보호구간제거기(202)와,

상기 보호구간제거기(202)의 출력을 다수의 병렬 복소심벌로 만드는 직병렬전환기(203),

상기 직병렬전환기(203)의 다수의 출력들을 입력으로 하는 FFT신호처리기(204),

상기 FFT신호처리기(204)의 다수의 병렬 출력들을 직렬 복소심벌열로 전환하는 병직렬전환기(205),

상기 병직렬전환기(205)의 출력 복소심벌열을 원래의 순서로 배열하는 주파수역교직기(frequency deinterleaver, 206),

상기 주파수역교직기(206)의 출력으로부터 송신단의 입력 부호화데이터의 연성결정(soft decision) 또는 경성결정(hard decision) 추정치를 출력하는 역매핑기(207)로 구성된다.

상기한 반송파복조기(201)는 상기 수신단채널정합기(200)의 출력신호를 각각 반송파 $\cos(w_c t)$ 및 $-\sin(w_c t)$ 로 곱한 후 정합여파과정을 거쳐 두 개의 표본값들을 추출한 후 이들을 하나의 복소심벌로 바꾸는 역할을 수행한다.

상기한 FFT신호처리기(204)는 송신단의 IFFT신호처리기(103)와 마찬가지로 직렬 입출력 구조를 갖는 파이프라인 구조로 구현함으로써 상기 직병렬전환기(203) 및 병직렬전환기(205) 등의 구현을 생략할 수 있다.

도1에 참조된 송신단에서 입력 부호화데이터들은 일반적으로 시교직화(time interleaving) 신호처리 과정을 거친 후 매핑기(100)에 입력됨으로써 도플러(Doppler) 주파수 천이를 비롯한 여러 유형의 원인에 의해 발생하는 시간선택적(time selective) 페이딩에 의한 군집성(burst) 오류 발생을 방지한다. 반면, 상기한 도1에 참조된 송신단의 주파수교직기(101)는 상기한 매핑기(100)의 순차적인 출력 복소심벌들이 무선 페이딩 채널의 코히어런스대역폭(coherence bandwidth)보다 큰 간격의 서로 다른 부반송파에 의해 변조되게 함으로써 주파수선택적(frequency selective) 페이딩에 대처하도록 한다.

상기한 도1의 송신단 및 도2의 수신단에서 IFFT신호처리 및 FFT신호처리 수단을 이용하는 이론적인 근거, 그리고 송신단 및 수신단의 동작에 대해 좀더 상세히 설명하기로 한다.

상기한 도1의 송신단에서 반송파변조기(110)의 출력신호 $s(t)$ 는 다음의 같이 표현된다.

수학식 1

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \{ \text{Re}[p_l(t)] \cos w_c t - \text{Im}[p_l(t)] \sin w_c t \}.$$

여기서 $p_l(t)$ 은 부반송파변조된 전체 병렬 구형파신호들의 합으로서 다음과 같이 표현된다.

BEST AVAILABLE COPY

수학식 2

$$p_l(t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} Q_{k,l} \text{Rect}((t-lT_s)/T_s) e^{j\frac{2\pi k}{T_u}(t-lT_s-\Delta)}.$$

여기서 l 은 병렬 구형파신호들의 심벌주기 지표(index), $(K+1)$ 은 전체 부반송파의 개수(K 는 우수), $Q_{k,l} \text{Rect}((t-lT_s)/T_s)$ 은 각각의 병렬 구형파신호, $Q_{k,l}$ 는 l 번째 심벌구간 동안 k 번째 부반송파에 실리는 병렬 복소심벌, 그리고 $\text{Rect}(x)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{Rect}(x) = 1, \quad 0 \leq x < 1 \\ 0, \quad \text{elsewhere.}$$

또한 $T_s (=T_u + \Delta)$ 는 병렬 구형파신호의 심벌주기, T_u 는 병렬 구형파신호의 유효심벌구간의 길이, Δ 는 병렬 구형파신호의 보호구간의 길이를 나타낸다. $k \neq k'$ 인 임의의 두 개의 부반송파 $e^{j2\pi k t / T_u}$ 및 $e^{j2\pi k' t / T_u}$ 에 의해 변조된 두 개의 병렬 구형파신호는 유효심벌구간에 대해 서로 직교한다.

$p_l(t)$ 는 기저대역(baseband)신호이고 주파수대역폭(frequency bandwidth)이 약 $(K+1)/(2T_u)$ 이므로, 주파수대역폭보다 2 배 이상의 표본화주파수 $(=1/T)$ (즉, $T < T_u/(K+1)$)로 표본화된 표본값을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 3

$$p_l(t) = \sum_{n=-v}^{N-1} p_{n,l} f(t-nT-lT_s-\Delta).$$

여기서 $p_{n,l}$ 는 $t=(nT+lT_s+\Delta)$ 에서의 $p_l(t)$ 의 표본값이고, $f(t)$ 는 파형성형여파기 (108),(109)의 임펄스응답(impulse response)으로서 $f(t)=\text{sinc}(t/T)$ 이다. (참고로, 실제의 데이터 전송시스템 응용에서는 직병렬전환기 및 병직렬전환기의 직병렬전환비가 충분히 크고, 또한 보호구간삽입을 위해 보호구간을 포함한 심벌주기의 병렬 구형파신호를 생성하므로 구형파신호의 가장자리 절삭으로 인한 신호왜곡이 없다고 간주한다.)

표본화주기 $(=T)$ 는 일반적으로 $(K+1) < N$ ($N=2^m$, m 은 자연수) 조건을 만족하는 크기의 N 을 선택하여 $T=T_u/N$ 으로 설정한다. 또한 보호구간의 길이는 $\Delta = vT$ (v 는 임의의 자연수)로 설정한다. 따라서, 상기 (수학식 3)에서 $p_{n,l}$ 는 전체 $(N+v)$ 개의 표본값으로 표현된다. $0 \leq n < N-1$ 범위에서의 표본값($p_{n,l}$)은 (수학식 2)로부터 $Q_{k,l}$ ($-K/2 \leq k \leq K/2$)의 IDFT (inverse discrete Fourier transform)에 의해 구해진다.

수학식 4

$$p_{n,l} = \sum_{k=-K/2}^{K/2} Q_{k,l} e^{j\frac{2\pi k n}{N}}, \quad n=0, \dots, N-1.$$

$k \notin \{-K/2, \dots, K/2\}$ 인 $Q_{k,l}$ 는 0 값으로 정의하고, $k_{\text{mod}} \equiv (k+N) \bmod N$ 로 정의하면, 상기한 (수학식 4)은 다음과 같이 보다 일반적인 IDFT 식으로 표현할 수 있다.

수학식 5

$$p_{n,l} = \sum_{k_{\text{mod}}=0}^{N-1} Q_{k_{\text{mod}},l} e^{j\frac{2\pi k_{\text{mod}} n}{N}}, \quad n=0, \dots, N-1.$$

참고로, (수학식 5)에 참조된 IDFT 식은 일반적으로 정의되는 식에 비해

$$p_{n,l} = \frac{1}{N} \sum_{k_{\text{mod}}=0}^{N-1} Q_{k_{\text{mod}},l} e^{j\frac{2\pi k_{\text{mod}} n}{N}}, \quad n=0, \dots, N-1.$$

스케일링(scaling) 인자가 없으나 통신시스템의 응용에 있어서 이러한 스케일링 인자의 기능은 단지 신호를 상수 배로 늘리거나 줄이는 역할을 하며 전송시스템의 전송오류확률 등 성능해석의 관점에는 아무런 영향이 없다.

병렬 구형파신호의 보호구간 동안 전송되는 순환접두(cyclic prefix)신호는 수신단에서 AGC (automatic gain control) 기능을 올바르게 작동시키거나 지연확산으로 인한 신호손실을 방지하는 등 보조적인 역할을 수행하게 되며, $t=(nT+lT_s+\Delta)$ 에서의 표본값은 (수학식 2)로부터 다음과 같이 주어진다.

수학식 6

$$p_{n,l} = p_{(n+N),l}, \quad -v \leq n < 0.$$

상기한 도1의 송신단 구성도는 (수학식 3),(수학식 5) 및 (수학식 6)에 근거하여 부반송파변조 기능이 IFFT신호처리(103) 및 파형성형여파기(108),(109) 등으로 구현된 것이다.

BEST AVAILABLE COPY

도3은 각각의 병렬 구형파신호를 개념상으로 간략하게 보이기 위해 부반송파를 $e^{j2\pi kt/T_u}$ 대신 $\sin(2\pi kt/T_u)$ 로 간주하고, $K=8$, $N=16$, $\Delta=4T=T_u/4$ 인 경우를 고려하여 복소심벌($Q_{k,l}$) 및 부반송파의 파형도를 도시한 것이다. l 번째 심벌구간 동안 병렬 구형파신호 $Q_{k,l} \text{Rect}((t-lT_s)/T_s)$ 는 k 번째 부반송파에 변조된다. 참고적으로, $k=0$ 인 부반송파(즉, DC 성분)의 신호는 $p_l(t)$ 의 기준준위값을 변동시키므로 일반적으로 복소심벌을 부반송파변조하지 않는다.

도4는 (수학식 5)로부터 상기한 도3에 참조된 k 번째 부반송파에 변조된 신호를 발생하기 위해 IFFT신호처리기(103)의 각 입력단에 인가되는 병렬 복소심벌을 도시한 것으로서, $\{Q_{1,l}, Q_{2,l}, Q_{3,l}, Q_{4,l}\}$ 는 각각 IFFT신호처리기(103)의 입력단 $\{1, 2, 3, 4\}$ 에 인가되고, $\{Q_{-4,l}, Q_{-3,l}, Q_{-2,l}, Q_{-1,l}\}$ 는 각각 IFFT신호처리기(103)의 입력단 $\{12, 13, 14, 15\}$ 에 인가된다.

수신단에서는 유효심벌구간 동안의 신호로부터 복소심벌이 복원되며, 유효심벌구간 동안의 $p_l(t)$ 의 전력밀도함수(power spectral density function 또는 전력스펙트럼)는 다음과 같다.

수학식 7

$$\sum_{k=-K/2}^{K/2} E[|Q_{k,l}|^2] (T_u^2/T_s) \text{sinc}^2((f - \frac{k}{T_u})T_u).$$

도5는 (수학식 7)을 이용하여 도3에 참조된 부반송파변조된 전체 병렬 구형파신호($p_l(t)$)의 전력밀도함수를 도시한 것이다. 각 부반송파 사이의 주파수 간격은 유효심벌구간 길이의 역수 ($=1/T_u$)로 주어진다. 만일, T_u 를 E 배 크게 하여 ET_u 로 설정하면(보호구간의 길이도 $E\Delta$ 로 함), 직교조건을 만족하는 부반송파 사이의 주파수 간격은 $1/ET_u$ 가 되며, 따라서 $(K+1)/(2T_u)$ 의 기저대역 주파수대역폭 내에 $EK+1$ 개의 부반송파를 전송할 수 있다. 그러나, 동일한 주파수대역폭 내에 단위시간 당 전송 가능한 부호화데이터량은 E 의 값에 관계없이 동일하다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

채널부호화 수단은 전송하고자 하는 정보데이터에 여분(redundancy)데이터를 첨가하여 부호화데이터를 생성하는 것으로, 부호화데이터의 양에 대한 정보데이터 양의 비율 부호화비(code rate)로 표시하며 1보다 작은 값이다. 채널부호화 수단을 이용한 데이터 전송의 경우 주어진 주파수대역을 통해 전송할 수 있는 데이터 정보량은 사용하는 부호화비만큼 작아진다. 값비싼 주파수대역의 활용효율(spectral efficiency)이 나빠지는 단점에도 불구하고, 그러나, 채널부호화 수단은 열악한 무선 페이딩 채널에서의 데이터 전송성능의 열화를 보상하기 위해 널리 사용되고 있다. 도1에 참조된 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 송신단에서 부호화데이터는 매핑기를 거쳐 복소심벌로 전환되며, 복소심벌은 주파수교직기(101) 및 도2에 참조된 수신단의 주파수역교직화기(206)에 의해 인접하는 복소심벌들이 서로 독립적인 페이딩 영향을 받게 된다. 따라서 도2에 참조된 수신단에서 복원된 부호화데이터는 군집성(burst) 형태의 손실로 인한 심각한 성능열화가 방지된다. 그러나, 페이딩에 의한 정보의 손실확률이 여전히 매우 높아 비페이딩 채널(unfaded channel)을 통한 데이터 전송에 비해 전송성능의 열화가 심한 단점이 있다.

따라서, 본 발명은 이러한 문제점을 해결하기 위해 주파수대역의 확산을 거의 필요로 하지 않는 주파수다이버시티 기법을 도입하여 각 복소심벌에 작용하는 페이딩의 변동량을 줄임으로써 데이터 전송성능을 향상시키는 새로운 방식을 제공한다. 즉, 종래의 OFDM 방식을 이용한 종래의 데이터 전송시스템에서는 심벌주기 동안 각 병렬 복소심벌이 각각 하나의 부반송파에 변조되는 전송구조를 갖는 반면, 본 발명에서는 하나의 병렬 복소심벌이 다수의 부반송파로 변조되도록 전송구조를 변경함으로써 얻어지는 주파수 다이버시티 효과에 의해 각 복소심벌에 영향을 주는 페이딩의 변동량이 줄어들게 됨으로써 데이터 전송성능을 현저히 개선한다. 특히, 본 발명의 구성은 종래의 OFDM 방식에서 사용하는 주파수대역과 거의 동일한 주파수대역을 이용하는 조건하에서 주파수 다이버시티 기법을 사용한다는 점에 큰 특징을 갖고 있다.

주파수 다이버시티 기법을 이용하여 종래의 OFDM 방식의 데이터 전송성능을 향상시키기 위한 몇 가지 시도가 종래에 고려된 바 있다. 예를 들어, FH-OFDM(frequency hopped OFDM)로 명명된 방식은 OFDM 심벌주기를 다수의 구간으로 분할하고 각각의 병렬 복소심벌이 분할된 각 구간마다 코히어런스대역폭보다 멀리 떨어진 다수의 부반송파들에 의해 번갈아 가면서 변조되게 함으로써 각 병렬 복소심벌이 다수의 독립적인 페이딩 채널을 통해 전송되는 주파수 다이버시티 효과를 얻게 하는 방식이다. 수신단에서는 분할된 각 구간마다 송신단에서와 동일한 부반송파에 의해 부반송파복조한 값들을 전체 심벌주기에 대해 누적 결합함으로써 각각의 병렬 복소심벌의 추정치가 복원된다. 그러나, OFDM 심벌주기의 구간을 분할함에 의해 각 구간마다 부반송파 신호들 사이의 직교조건이 만족하지 않게 됨으로써 데이터 전송성능 열화가 필연적으로 발생하게 되며, 그 크기가 주파수 다이버시티 전송 효과로 얻는 이득을 상쇄할 만큼 상당히 커서 데이터 전송성능 개선하고자 하는 소기의 목적을 달성하기가 어렵다.

본 발명에서 제공하는 방식은 송신단 맵핑기(100)의 출력 복소심벌열을 PRS신호처리한 후 주파수교직화하여 전송함으로써 각 복소심벌이 코히어런트대역폭보다 멀리 떨어진 다수의 부반송파들에 의해 변조되는 효과를 얻는 방식이다. 수신단에서는 주파수역교직화된 복소심벌열을 등화기에 의해 신호처리함으로써 주파수 다이버시티 효과를 얻게된다. 등화기는 제어가능한(controllable) PRS신호로부터 정보를 완전히 복원한다는 점에서 랜덤한 지연확산을 보상하기 위해 사용하는 등화기의 역할과는 전혀 다른 특징이 있다.

본 발명에서 제공하는 방식은 종래의 OFDM 방식에 PRS신호처리를 부가하여 주파수 다이버시티 기능을 달성하는데 특징이 있으므로 본 발명의 방식을 부분 응답 신호-직교 주파수 분할 다중화(Partial Response Signaled-Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 PRS-OFDM 이라고 함) 방식이라 명명한다.

이하, 도면을 참조하여 본 발명을 상세히 설명하기로 한다.

도6 및 도7은 본 발명의 실시예에 따른 PRS-OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 구성도이다. 채널부호화 수단의 출력인 부호화데이터를 송신단에서 전송하고자 하는 입력데이터로 간주하고 도시한 것이다.

도6을 참조하면, PRS-OFDM 방식의 송신단 구성은

전송하고자 하는 부호화데이터를 M -QAM, PSK 및 DPSK 형태 등의 복소심벌로 변환하는 맵핑기(100),

상기 맵핑기(100)의 출력 복소심벌열을 PRS 신호로 전환하는 PRS신호처리기(112),

상기 PRS신호처리기(112)의 출력 복소심벌열의 순서를 적절히 재배열하는 주파수교직기(101),

상기 주파수교직기(101) 출력인 직렬 복소심벌열을 다수의 병렬 복소심벌로 만드는 직병렬전환기(102),

상기 직병렬전환기(102)의 다수의 출력들을 입력으로 하여 IFFT신호처리하는 IFFT신호처리기(103),

상기 IFFT신호처리기(103)의 다수의 출력들을 직렬 복소심벌열로 전환하여 출력하는 병직렬전환기(104),

상기 병직렬전환기(104)의 출력에 보호구간을 삽입하는 보호구간삽입기(105),

상기 보호구간삽입기(105)의 출력 복소심벌의 실수부를 선택하는 실수부선택기(106) 및 허수부를 선택하는 허수부선택기(107),

상기 각 실수부선택기(106)와 허수부선택기(107)의 출력들을 각각 파형성형하는 파형성형여파기(108),(109),

상기 파형성형여파기(108),(109) 출력 신호로부터 반송파변조 신호를 생성하는 반송파변조기(110)와,

상기 반송파변조기(110)의 출력 신호를 채널에 정합하기 위한 송신단채널정합기(111) 들로 구성된다.

도7을 참조하면, PRS-OFDM 방식의 수신단 구성은

채널을 통해 신호를 수신하는 수신단채널정합기(200),

상기 수신단채널정합기(200)의 출력으로부터 복소심벌을 재생하는 반송파복조기(201),

상기 반송파복조기(201)의 출력에서 보호구간내의 복소심벌들을 제거하는 보호구간제거기(202)와,

상기 보호구간제거기(202)의 출력을 다수의 병렬 복소심벌로 만드는 직병렬전환기(203),

상기 직병렬전환기(203)의 다수의 출력들을 입력으로 하는 FFT신호처리기(204),

상기 FFT신호처리기(204)의 다수의 병렬 출력들을 직렬 복소심벌로 전환하는 병직렬전환기(205),

상기 병직렬전환기(205)의 출력 복소심벌열을 원래의 순서로 배열하는 주파수역교직기(206),

상기 주파수역교직기(206)의 출력으로부터 송신단의 PRS신호처리에 의한 주파수 다이버시티 전송이득을 달성하는 등화기(214),

상기 등화기(214)의 출력으로부터 송신단의 입력 부호화데이터의 연성결정(soft decision) 또는 경성결정(hard decision) 추정치를 출력하는 역맵핑기(207)로 구성된다.

상기한 도6에 참조된 본 발명의 PRS-OFDM 방식의 송신단 구성은 도1에 참조된 종래의 OFDM 방식의 송신단 구성에서 단지 PRS신호처리기(112)를 추가한 것이고, 또한, 도7에 참조된 본 발명의 PRS-OFDM 방식의 수신단 구성은 도2에 참조된 종래의 OFDM 방식의 수신단 구성에서 단지 등화기(208)를 추가한 것이다.

본 발명의 PRS-OFDM 방식의 핵심적 역할을 담당하는 PRS신호처리기(112)의 전형적인 구성은 도8에 도시된 바와 같이 선형탭지연기(linear tapped delay line)의 형태로 구성되며(P.Kabal and S.Pasupathy: "Partial Response Signaling," IEEE, Tr. Comm. pp921-934, Vol.23, No9, Sep. 1975), 입력 및 출력의 관계식은 다음과 같이 표현된다.

수학식 8

$$R_k = (1/norm(f)) \sum_{l=0}^L Q_{k-l} f_l$$

여기서 Q_k 는 입력 복소심벌, R_k 는 출력 복소심벌, L 은 탭수, f_k 은 탭다항식(tab polynomial), 그리고 $norm(f) = \sqrt{\sum_{l=0}^L f_l^2}$

BEST AVAILABLE COPY

로 정의된다.

본 발명에서는 $L > 0$ 인 경우를 대상으로 하며, $L = 1, f_0 = 1, f_1 = 1$ 인 duobinary(이하 DB-PRS라 함) 신호, $L = 2, f_0 = 1, f_1 = 0, f_2 = -1$ 인 modified duobinary 신호, $L = 2, f_0 = 1, f_1 = 2, f_2 = 1$ 인 raised cosine(이하 RC-PRS라 함) 신호 등을 포함한 여러 가지 형태의 PRS신호처리를 고려할 수 있다. 참고적으로 종래의 OFDM 방식은 $L = 0$ 인 PRS-OFDM 방식으로 간주할 수 있다. PRS신호처리의 대표적인 특징은 입력 복소심벌의 속도에 대해 출력 복소심벌의 속도 증가가 전혀 없다는 점이다. 따라서 주파수대역의 활용 측면에서 매우 유리하다. 그러나,

L 이 커질수록 출력 복소심벌의 준위수(level number)가 많아지게 된다. 예를 들어, DB신호인 경우 이진(binary)

입력에 대해 출력은 삼진(ternary) 출력값을 갖는 특징을 갖는다. 이로 인해 수신단에서의 신호대잡음비의 열화가 발생하게 되지만 최대유사도 수열검출(maximum likelihood sequence detection, 이하 MLSD라 함) 기법을 사용함으로써 이러한 성능열화를 최소화시킬 수 있다.

도9는 도6에 참조된 본 발명의 PRS-OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 송신단의 PRS신호처리기(112) 및 주파수교직기(101)를 각각 병렬 입출력 구성을 갖도록 변경하여 송신단을 재구성한 것이다. 도6에 참조된 송신단 구성에 비해 PRS신호처리기(112) 및 주파수교직기(101)가 직병렬전환기(102)의 출력과 IFFT신호처리기(108)의 입력 사이의 위치로 이동된 형태의 구성을 보인다.

도10은 상기한 도9를 참조하여 병렬 입력 및 출력단으로 구성되는 DB-PRS신호처리기(112), 주파수교직기(101) 및 IFFT신호처리기(107)를 중심으로 입력 및 출력 복소심벌을 구체적으로 도시하고 있다. 병렬 입출력 단수는 도4에 참조된 바와 같이 $N=16$ 개로 하였다. 주파수교직기(101)의 구성은 다수의 실시예가 가능하지만, 한가지 실시예로서 완전셔플(perfect shuffle) 형태의 구성을 도시하고 있다. 특히, DB-PRS신호처리기(112)의 입력단의 유효 복소심벌의 수보다 출력단의 유효 복소심벌의 수가 하나 더 많게 된다. 일반적으로 부반송파변조된 각각의 병렬 구형 파신호의 주파수대역폭이

$(L-1)$ 만큼 약간 증가하게 되지만, 이러한 증가량은 FFT크기(즉, N)가 커질수록 무시할 만큼 작은 비율이 된다.

다음으로, 본 발명의 PRS-OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템의 데이터 전송성능 개선의 효과에 대해 설명하기로 한다.

데이터 전송성능은 일반적으로 일정한 잡음이 수신되는 환경 하에서 정해진 데이터 전송비트오류확률(transmission bit error probability)을 얻기 위해 수신단에서 한 비트의 정보를 보내는데 필요한 신호에너지와 잡음전력밀도의 비 즉 신호대잡음비(signal to noise ratio)로 표현한다. 송신단에서 하나의 PRS신호처리된 심벌열 $R^m(m \in \{1, 2, \dots, N\})$ 을 전송할 때, 수신단 등화기는 MLSD 기법에 근거하여 다음 식에서 얻어진 값을 최대화하는 복소심벌열을 선택하게 된다.

수학식 9

$$\sum_{j=1}^N \{ -|r_j - R^m_j|^2 \} - \sum_{j=1}^N \{ -|r_j - R^l_j|^2 \}, l \in \{1, 2, \dots, N\}$$

여기서 $r_j (= R^m_j + z_j)$ 는 j 번째 수신 복소심벌, $R^l(l \in \{1, 2, \dots, N\})$ 는 임의의 PRS신호처리된 복소심벌열, R^m_j 및 R^l_j 는 각각 R^m 및 R^l 의 j 번째 복소심벌, z_j 는 복소 가산성 백색 가우산 잡음(complex additive white gaussian noise) 신호이다. 수신단에서 복소심벌의 위상이 완전히 복원되어 실수부와 허수부를 독립적으로 신호처리할 수 있다고 가정하면, 실수부의 검출에 대해서만 설명해도 충분하며, 이 경우 상기(수학식 9)는 다음과 같이 변경된다.

수학식 10

$$\sum_{j=1}^N (c^m_j - c^l_j + 2n_j)(c^m_j - c^l_j)$$

여기서 $c^m_j = \text{Real}[R^m_j]$, $c^l_j = \text{Real}[R^l_j]$, n_j 는 가산성 백색 가우산 잡음 신호이다. 상기한(수학식 10)에서 데이터 전송성능은 PRS신호처리된 실심벌열(real symbol sequence) 각각의 거리, 특히 최소거리(minimum distance)에 의해 결정되며, 두 개의 실심벌열 c^m 및 c^l 사이의 거리 d 는 다음과 같이 정의된다.

수학식 11

$$d = \sqrt{\sum_{j=1}^N (c^m_j - c^l_j)^2}$$

종래의 OFDM 방식 및 본 발명의 PRS-OFDM 방식의 데이터 전송성능을 이론적으로 완벽히 계산하기는 매우 어렵다. 따라서 상기한(수학식 10)에 근거하여 먼저 한계(bound)성능의 관점에서 대략적으로 비교 설명하고, 컴퓨터 모의실험을 통해 구체적으로 비교하기로 한다.

먼저, 성능 비교의 기준인 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송성능에 대해 언급한다. 송신단에서 임의의 실심벌열

BEST AVAILABLE COPY

$$c^m (c^m_j \in \{+\sqrt{E_b}, -\sqrt{E_b}\})$$

을 전송할 경우 상기한 (수학식 10)을 이용하여 구한 값을 최소로 하는 임의의 실심벌열 $c^l (l \neq m)$

는 c^m 과 비교하여 하나의 심벌에서만 다른 값을 갖고 나머지 심벌은 동일한 심벌로 구성된 실심벌열이다. 따라서, 수신단에서의 신호대잡음비는 E_b/σ^2 (여기서 σ^2 은 n_j 의 분산값)가 되며, 비페이딩 채널을 통한 전송비트오류확률은 $Q(E_b/\sigma^2)$ 이 된다.(J.G.Proakis: Digital Communications, 1995, pp593-601). 이러한 결과는 비페이딩 채널에서 PRS신호를 MLSD 기법을 사용하여 수신할 경우 전송성능의 열화가 전혀 없는 것으로 알려진 사실에 부합한다. 페이딩 채널을 통한 데이터 전송의 경우의 전송비트오류확률은

$$\int Q(\alpha^2 E_b/\sigma^2) p(\alpha^2) d\alpha^2 \quad (\text{여기}$$

서 α^2 은 centralized chi-square 분포의 랜덤변수)가 된다.

다음으로, 상기한 도10에 참조된 DB-PRS신호처리를 이용한 본 발명의 PRS-OFDM 방식에서의 전송성능에 대해 설명하기로 한다. 이 경우 (수학식 10)에서의 c^m_j 은 OFDM 방식과는 달리 PRS신호처리(112)의 출력 실심벌열이다. 상기 (수학식 10)을 최소화하는 임의의 실심벌열

$c^l (l \neq m)$ 을 구하기 위해서는 몇 가지 경우에 대해서만 고찰하면 된다. 예를 들어, 하나의 심벌만 다르고 나머지 심벌들은 모두 같은 두 개의 입력 실심벌열의 경우 PRS신호처리(112) 출력 실심벌열들의 차 (symbol sequence difference)는 상기 (수학식 8)에서 PRS신호처리(112)의 입출력이 선형관계를 갖는다는 점을 이용하여 다음의 (수학식 12)의 좌변과 같이 구해진다.

수학식 12

$$\sqrt{2E_b} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix} = \sqrt{E_b} \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix}$$

이 때는 신호의 에너지는 $(\sqrt{2}+\sqrt{2})^2 E_b = 8E_b$ 이고, 잡음 분산은 $8\sigma^2$ 이므로 최소 거리의 실심벌열에 의한 신호대잡음비가

E_b/σ^2 이 되어 전송비트오류확률은 종래의 OFDM 방식과 같게 된다. 또 다른 경우로서 두 개가 실심벌열의 차이가 연속해서 부호가 바뀐 상태를 생성하는 경우 PRS신호처리(112) 출력 실심벌열들의 차는 다음의 (수학식 13)의 좌변과 같이 주어진다.

수학식 13

$$\sqrt{2E_b} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix} = \sqrt{E_b} \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 \\ -2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix}$$

이 경우도 (수학식 12)에서 얻어진 것과 동일한 신호대잡음비를 갖는다.

그러나, 페이딩 채널을 통한 데이터 전송의 경우는 이러한 결과가 성립하지 않는다. 예를 들어, 두 개의 주파수 다이버시티를 이용할 수 있는 페이딩 채널을 통해 DB-PRS-OFDM 방식을 이용하여 데이터를 전송하는 경우를 고려하기로 한다. 이 경우 주파수 다이버시티 효과를 얻기 위해 DB-PRS신호처리(112)의 출력을 주파수교직화기(102)에 의해 완전저플링함으로써 홀수번째 출력과 짝수번째 출력이 각각 독립적인 페이딩(α_1, α_2 , 또한 $E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] = 1$) 영향을 받도록 한다. (수학식 12)의 경우, 홀수번째 신호에서 평균 신호에너지는 $2E_b$ 가 되고 잡음분산은 $4\sigma^2$ 이 되므로 따라서 평균 신호대잡음비는 $(1/2)E_b/\sigma^2$ 이 된다. 짝수번째 신호에 대한 평균 신호대잡음비도 마찬가지로 $(1/2)E_b/\sigma^2$ 로 결정된다. 따라서 독립적인 페이딩 영향을 받는 홀수번째 및 짝수번째 신호로 전송에너지가 분할되어 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있다. 반면, (수학식 13)의 경우는 홀수번째 신호에서 평균 신호에너지는 $8E_b$ 가 되고 잡음분산은 $8\sigma^2$ 이 되므로 평균 신호대잡음비는 E_b/σ^2 이 되는 반면, 짝수번째 신호에 대한 평균 신호대잡음비는 0이 된다. 따라서 짝수번째의 신호에 전송에너지가 분할 전송되지 못함으로써 주파수 다이버시티 효과를 전혀 얻지 못하게 된다. (수학식 12) 및 (수학식 13)의 경우가 한계성능을 결정하는 모든 가능성에 포함되기 때문에, 결론적으로 DB-PRS신호처리를 사용하여 주파수 다이버시티가 2인 페이딩 채널을 통한 데이터 전송의 경우 종래의 OFDM 방식에 비해 데이터 전송성능의 개선을 달성할 수 없게 된다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 다른 형태의 PRS신호. 예를 들어, $L=3, f_0=1, f_1=2, f_2=1$

도11에 도시하였다. 상기한 경우와 마찬가지로 방법으로 몇 가지 경우에 대해서만 검사하면 한계성능을 쉽게 예측할 수 있다. 하나의 심벌만 다르고 나머지 심벌들은 모두 같은 두 개의 입력 실심벌열들에 대한 RC-PRS신호처리(112)의 출력 실심벌열들의 차는 다음의 (수학식 14)의 좌변과 같이 구해진다.

수학식 14

$$\sqrt{E_b/6} \begin{bmatrix} 2 \\ 4 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{E_b/6} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 2 & 1 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

홀수번째 출력과 짝수번째 출력이 각각 독립적인 페이딩 영향을 받도록 주파수교직화를 하면, 수신단에서 홀수번째 및 짝수번째의 심벌에 대해 각각의 평균 신호대잡음비가 $(1/3)E_b/\sigma^2$ 및 $(2/3)E_b/\sigma^2$ 가 되므로 전체적으로는 신호대잡음비의 손실이 없다. 그러나, 각 전송전력이

독립적인 두 개의 페이딩 채널에 완전히 균등하게 나누어지지 않음으로 인한 손실이 있다. 또 다른 경우로서 두 개가 실심벌열의 차가 연속해서 부호가 바뀐 상태를 생성하는 경우 PRS-PRS신호처리(112)의 출력 실심벌열들의 차는 다음의 (수학식 15)의 좌변과 같이 구해진다.

수학식 15

$$\sqrt{E_b/6} \begin{bmatrix} 2 \\ 2 \\ -2 \\ -2 \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{E_b/6} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 2 & 1 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 \\ -2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

이 때는 수신단에서 홀수번째 및 짝수번째의 심벌들 각각의 평균 신호대잡음비가 $(1/3)E_b/\sigma^2$ 이 되므로 전체적으로는 신호대잡음비의 손실이 $(1/3)E_b/\sigma^2$ 즉, 1.7609dB의 손실이 있다. 하지만 다이버시티 전송에 의해 얻어지는 이득이 이들을 상쇄하고도 충분히 크므로, 이러한 손실을 감안하더라도 PRS신호처리를 사용하지 않는 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템에 비해 현저히 개선된 데이터 전송성능을 얻을 수 있다.

도12는 각 부반송파가 4-QAM 복소심벌을 변조할 경우의 RC-PRS신호처리를 이용한 본 발명의 PRS-OFDM 방식과 종래의 OFDM 방식의 데이터 전송성능을 컴퓨터 모의실험을 통해 비교한 것이다. 세로축은 데이터 전송비트오류확률이고 가로축은 수신단에서 주어진 전송비트오류확률을 유지하기 위해 한 비트의 정보데이터를 전송하는데 필요한 평균 신호대잡음비를 나타낸다. 도12를 참조하면, 본 발명의 PRS-OFDM 방식은 종래의 OFDM 방식에 비해 상당한 전송성능 개선효과, 예를 들어, 10^{-4} 의 전송비트오류확률을 유지하기 위해 약 10dB 이상의 신호대잡음비 개선효과를 보인다. 또한 채널에서 결정되는 주파수선택성(frequency selectivity)이 클수록 더욱 큰 성능개선의 효과를 보인다. 4-QAM 복소심벌 대신

M -QAM 복소심벌을 전송할 경우 M 값이 커질수록 더욱 더 전송성능의 차이가 벌어진다는 것이 Cutoff rate 이론에 의해 잘 알려져 있다.

이상으로 비부호화데이터 전송(즉, 부호화비가 1)의 경우 본 발명의 PRS-OFDM 방식의 데이터 전송성능 개선효과를 설명하였다.

다음으로, 부호화비가 1보다 작을 경우에 대한 본 발명의 PRS-OFDM 방식과 종래의 OFDM 방식의 전송성능을 비교하기로 한다. 도13은 부호화비가 1/2 이고 구속장(constraint length)이 3인 길쌈부호화를 사용할 경우의 PRS-OFDM 방식 및 OFDM 방식의 부호화 수단을 포함하는 전체 데이터 전송성능을 컴퓨터 모의실험을 통해 구한 결과를 도시하였다. 점선은 OFDM 방식을, 그리고 실선은 PRS-OFDM 방식의 데이터 전송성능을 나타낸다. 도13을 참조하면, 본 발명의 PRS-OFDM 방식은 종래의 OFDM 방식에 비해 페이딩 채널에서 사용할 수 있는 다이버시티의 수에 따라 10^{-6} 의 전송비트오류확률에서 약 2-3dB의 이득이 얻어진다. 참고적으로 송신단에서 $L=1, f_0=1, f_1=2$ 인 PRS신호처리를 사용하였으며, 수신단에서 PRS신호처리를 위한 등화기와 채널부호화기를 하나의 유한 스테이트 머신(finite state machine)으로 간주하여 MLSD 기법에 근거한 데이터 전송성능을 구한 것이다.

마지막으로, 구현상 문제점에 대해 간단히 언급하기로 한다. 일반적으로 OFDM 방식이 응용되는 여러 채널의 특성에 따라 사용하는 부반송파의 갯수(즉, K)가 결정된다. 예를 들어 디지털 방송의 경우는 K 의 값이 200-6000 정도이고, BWLL 시스템 응용의 경우는 K 이 50정도이다. K 의 값이 클 경우 MLSD 기법을 실현하기 용이하지 않을 수도 있으며, 이 경우는 K 의 값을 작게 다수로 분할하여, 분할된 각 부반송파 집합에 대해 별도의 PRS신호처리 및 MLSD등화신호처리를 하면 구현상의 문제점이 해결된다.

BEST AVAILABLE COPY

본 발명의 PRS-OFDM 방식은 매핑기에서 QAM 형태 뿐만 아니라 PSK(Phase Shift Keying) 등 형태의 복소심벌에 대해서도 곧바로 적용할 수 있으며, 유선통신채널에 사용할 경우 기저대역신호처리에 이용할 수 있음도 자명하다. 또한, 본 발명의 구성은 일본 등지에서 연구중인 ISDN-OFDM 방식에서도 사용할 수 있음 역시 자명하다.

발명의 효과

본 발명의 PRS-OFDM 방식은 종래의 OFDM 방식을 이용한 데이터 전송시스템에 있어서, 송신단에서 OFDM 방식과 거의 동일한 사용 주파수 대역을 이용하는 조건하에서 주파수 다이버시티 전송 기능을 갖도록 제어 가능한 심벌간상호간섭을 여러 복소심벌 구간동안 부여하는 PRS 신호처리 수단을 부가하고, 수신단에서 주파수 다이버시티 전송능력 이득을 획득하는 등화기 수단을 부가함으로써 종래의 OFDM 방식에 비해 데이터 전송성능을 현저히 개선한 효과가 있다.

본 발명의 PRS-OFDM 방식은 종래의 OFDM 방식의 응용분야, 즉 DSL(Asynchronous Digital Subscriber Loop), VDSL(Very high rate Digital Subscriber Loop), 전력선통신(powerline communication)시스템, 지상파 디지털 TV 방송 시스템, B-WLL(Broadband-Wireless Local Loop) 시스템, 맥내전화망(HomePNA)시스템, MC-CDMA(Multi Carrier-Code Division Multiple Access) 시스템 등에 널리 적용될 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

OFDM 송신 방식 및 수신 방식에 있어서,

매핑 단계, 주파수교직화 단계, IFFT신호처리 단계, 보호구간설정 단계, 파형성형화 및 반송파변조 단계, 채널인터페이싱 단계로 구성되는 OFDM 송신 방식에 있어서는,

부호화데이터를 매핑처리하여 생성한 복소심벌열을 입력 신호로 하여, 복소심벌열 내의 각 복소심벌이 나머지 다수의 복소심벌에 정해진 규칙에 따라 제어가능한 심벌간상호간섭을 부가하여 새로운 복소심벌열로 변환시키는 PRS신호처리 단계를 더 포함하고,

채널인터페이싱 단계, 반송파복조 및 정합여파화 단계, 보호구간제거 단계, FFT신호처리 단계, 주파수역교직화 단계, 역매핑 단계로 구성되는 OFDM 수신 방식에 있어서는,

상기 송신단의 PRS신호처리에 의한 주파수 다이버시티 전송이득을 수신단에서 효과적으로 달성하기 위해 주파수역교직화 단계로부터 얻어진 수신 PRS신호를 입력으로 하여 송신단 매핑 단계의 출력 복소심벌을 복원하는 등화신호처리 단계를 더 포함함으로써,

주파수대역의 확산없이 주파수 다이버시티 전송 이득을 얻음을 특징으로 하는 PRS-OFDM 방식.

청구항 2.

제1항에 있어서, PRS-OFDM 송신 방식은

부호화데이터를 복소심벌열로 매핑하는 매핑 단계;

상기 매핑된 복소심벌열로부터, 복소심벌열 내의 각 복소심벌이 나머지 다수의 복소심벌에 정해진 규칙에 따라 제어가능한 심벌간상호간섭을 부가하여 새로운 복소심벌열로 변환시키는 PRS신호처리 단계;

상기 PRS신호처리된 복소심벌열 내의 인접하는 복소심벌들이 서로 코히어런스대역폭보다 멀리 떨어진 부반송파들에 의해 변조되어 주파수 다이버시티 효과를 얻도록 복소심벌열을 재배열하는 주파수교직화 단계;

상기 주파수교직화된 복소심벌을 IFFT신호처리하는 단계;

상기 IFFT신호처리된 복소심벌에 보호구간설정 및 순환중복신호를 삽입하는 단계;

상기 보호구간이 삽입된 신호를 파형성형화 및 반송파변조하는 단계;

상기 반송파변조된 신호를 채널에 인터페이싱하여 송신하는 단계;

로 구성됨을 특징으로 하는 PRS-OFDM 송신 방식.

청구항 3.

제2항에 있어서, PRS신호처리 단계는 현재 시각의 입력 복소심벌이 현재 시각의 출력 뿐만 아니라 다음 시각의 출력에 동일한 크기의 심벌간상호간섭을 부가하는 (즉, $f = [1 \ 1]$) 것으로 구성됨을 특징으로 하는 PRS신호처리 단계.

청구항 4.

제2항에 있어서, PRS신호처리 단계는 현재 시각의 입력 복소심벌이 현재 시각의 출력 뿐만 아니라 다음 시각에 2배의 크기 및 다음 다음 시각에 동일한 크기의 심벌간상호간섭을 부가하는 (즉, $f = [1 \ 2 \ 1]$) 것으로 구성됨을 특징으로 하는 PRS신호처리 단계.

청구항 5.

BEST AVAILABLE COPY

제1항에 있어서, PRS-OFDM 수신 방식은

채널에 인터페이싱하여 송신 신호를 수신하는 단계;

상기 수신된 신호를 반송파복조하는 단계;

상기 반송파복조된 신호에서 복소심벌 표본값들을 생성하는 수신 정합여파처리 단계;

상기 정합여파처리된 표본값들 중 보호구간에 설정된 신호를 제거하는 단계;

상기 보호구간을 제외한 나머지 구간에 해당하는 표본값들을 FFT신호처리하는 단계;

상기 FFT신호처리된 복소심벌열을 주파수역교직화하는 단계;

상기 주파수역교직화된 심벌열로부터 상기 송신단 PRS신호처리 단계의 입력 복소심벌열을 재생하는 등화신호처리 단계;

상기 등화신호처리된 복소심벌열로부터 상기 송신단 매핑 단계의 입력 부호화데이터의 추정치를 생성하는 역매핑신호처리 단계;

로 구성됨을 특징으로 하는 PRS-OFDM 수신 방식.

청구항 6.

전송하고자 하는 부호화데이터를 QAM 형태 등의 복소심벌로 변환하는 매핑기,

상기 매핑기의 출력 복소심벌열을 입력 신호로 하여, 복소심벌열 내의 각 복소심벌이 정해진 규칙에 따라 제어가능한 심벌간상호간섭을 나머지 다수의 복소심벌에 추가하여 새로운 복소심벌열로 변환시키는 PRS신호처리기,

상기 PRS신호처리기의 출력 복소심벌열을 입력으로 하여, 복소심벌열 내의 인접하는 복소심벌들이 서로 코히어런스대역폭보다 멀리 떨어진 부 반송파들에 의해 변조되어 주파수 다이버시티 효과를 얻도록 복소심벌열을 재배열하는 주파수교직기,

상기 주파수교직기의 출력을 IFFT신호처리하는 IFFT신호처리기,

상기 IFFT신호처리기의 출력에 보호구간을 삽입하는 보호구간삽입기,

상기 보호구간삽입기의 출력을 입력으로 하여 반송파 변조신호로 만드는 반송파변조기,

상기 반송파변조기의 출력신호를 채널에 정합시키기 위한 송신단채널정합기 들로 구성되는 PRS-OFDM 송신장치와,

채널을 통해 신호를 수신하는 수신단채널정합기,

상기 수신단채널정합기의 출력으로부터 복소심벌을 재생하는 반송파복조기,

상기 반송파복조기의 출력에서 보호구간내의 복소심벌들을 제거하는 보호구간제거기,

상기 보호구간제거기의 출력을 입력으로 하는 FFT신호처리기,

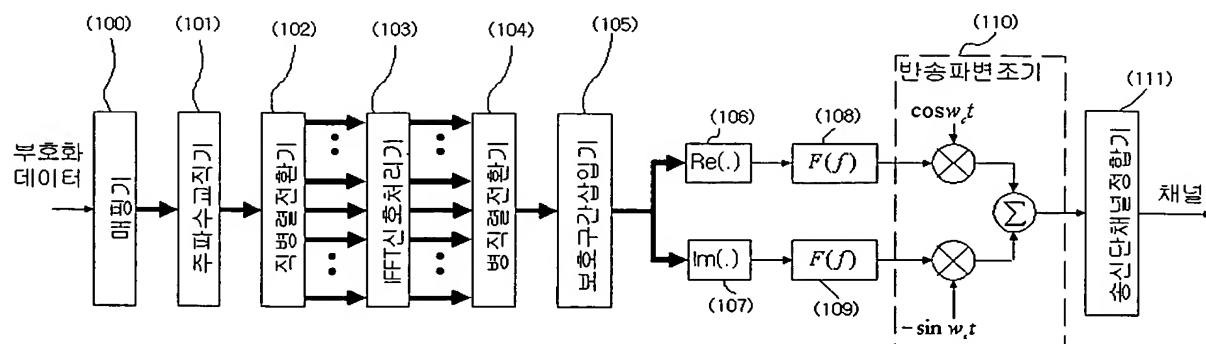
상기 FFT신호처리기 출력 복소심벌열을 원래의 순서로 배열하는 주파수역교직기, 상기 주파수역교직기의 출력으로부터 송신단의 PRS신호처리기의 입력 복소심벌을 복원하는 등화기,

상기 등화기의 출력으로부터 송신단의 입력 부호화데이터의 (연성결정 또는 경성결정) 추정치를 출력하는 역매핑기 로 구성되는 PRS-OFDM 수신장치,

상기 송신 장치 및 수신 장치로 구성됨을 특징으로 하는 PRS-OFDM 송수신장치.

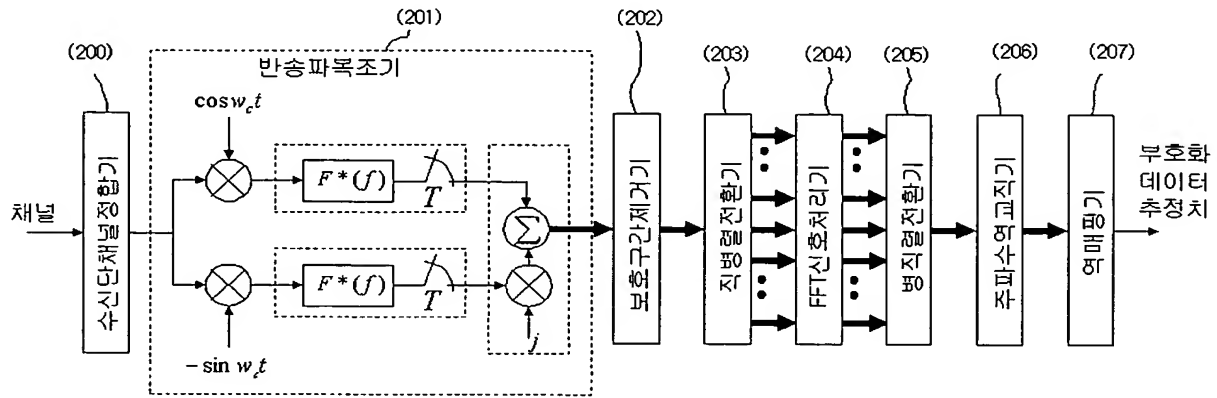
도면

도면 1



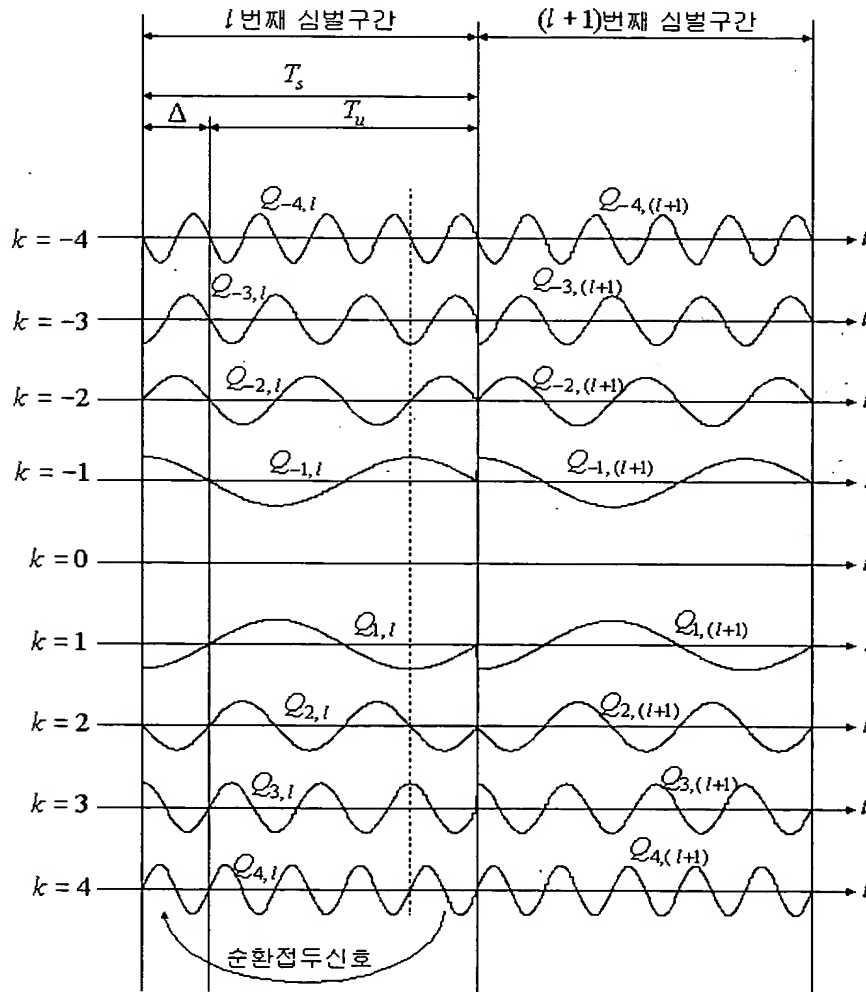
도면 2

(공지 기술)



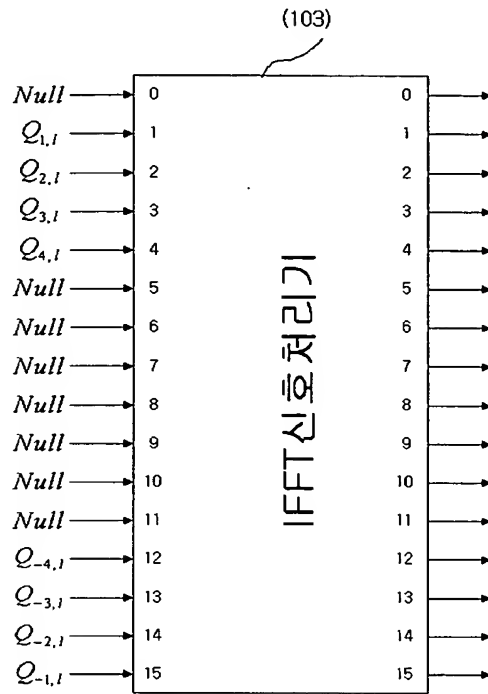
도면 3

(공지 기술)

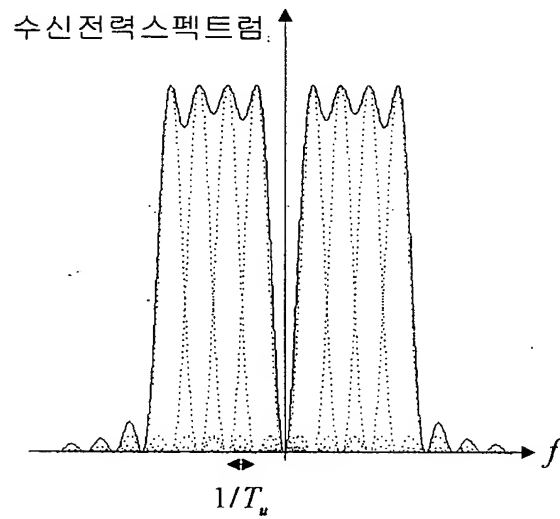


BEST AVAILABLE COPY

도면 4

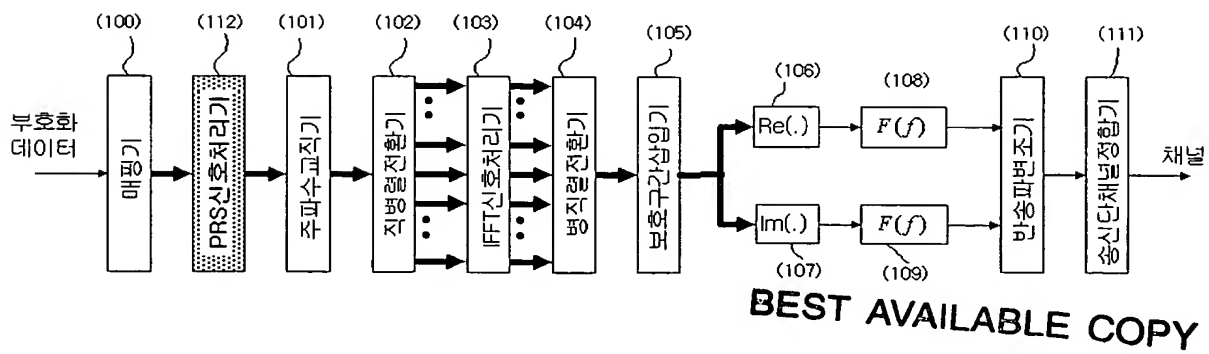


도면 5



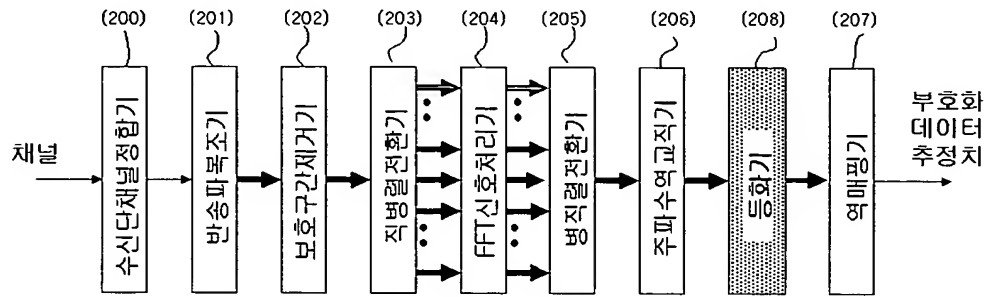
도면 6

(출원 기술)

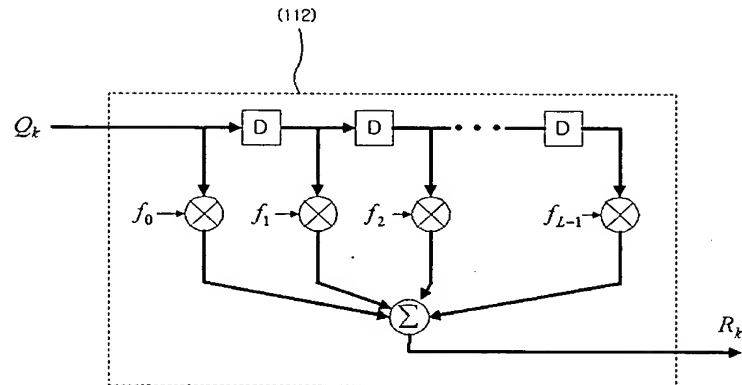


도면 7

(출원 기술)

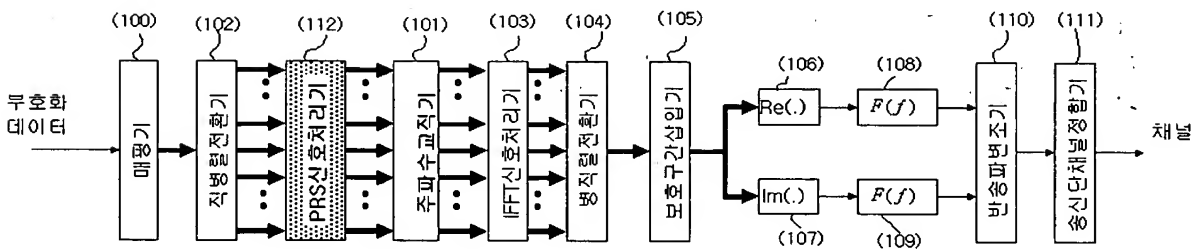


도면 8



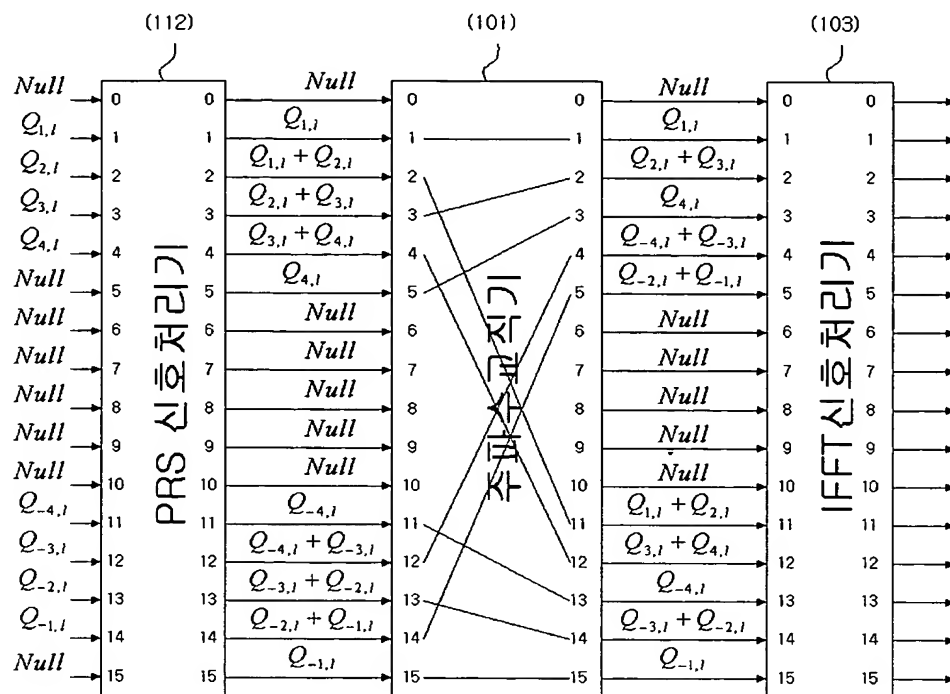
도면 9

(출원 기술)

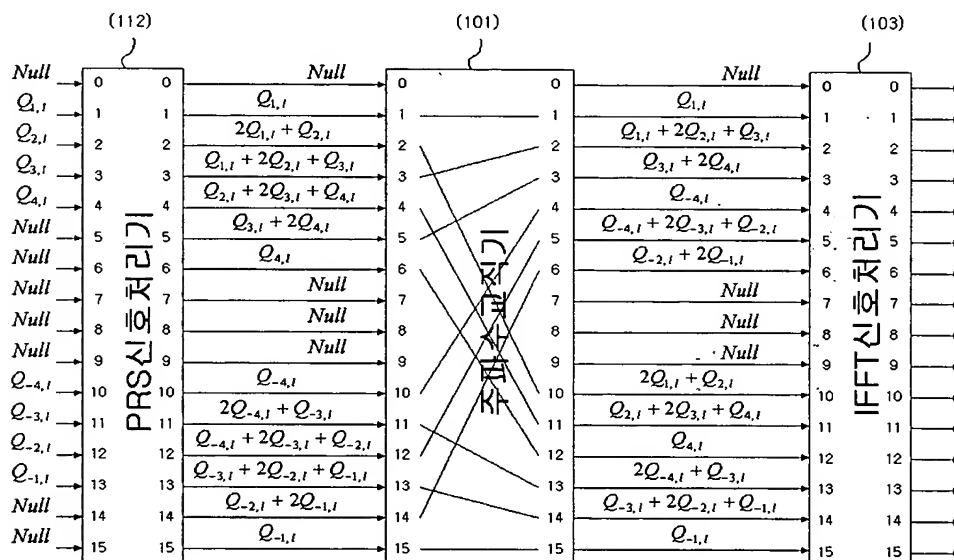


BEST AVAILABLE COPY

도면 10

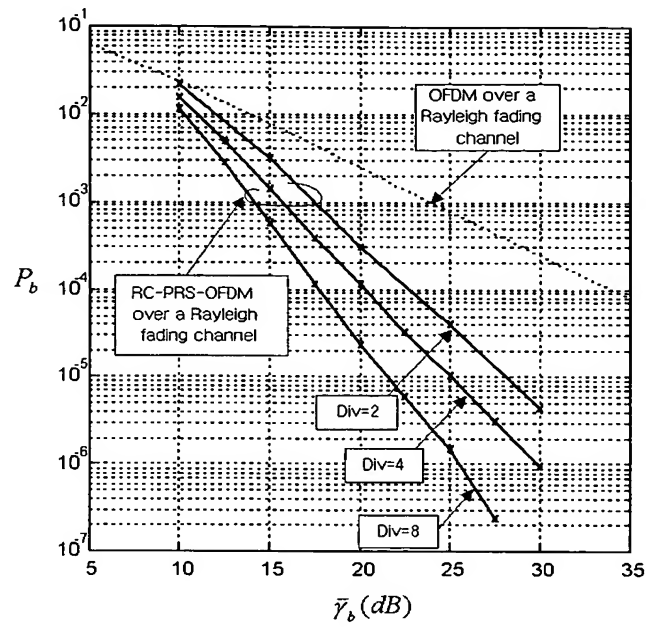


도면 11

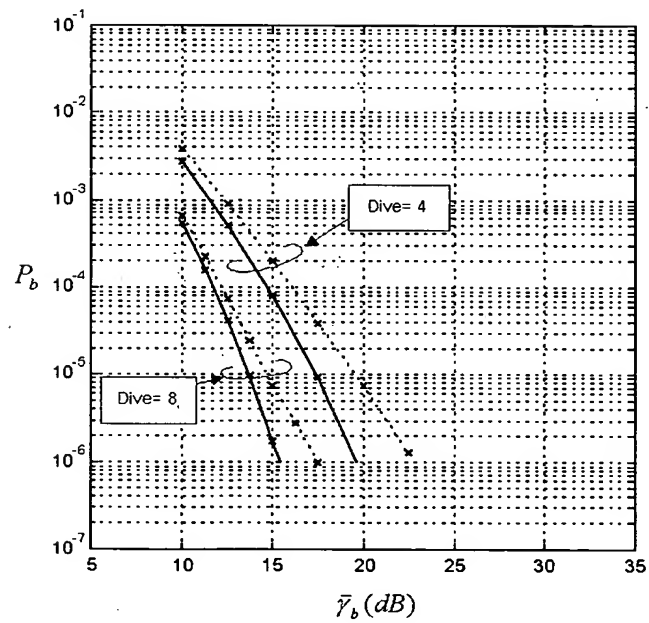


BEST AVAILABLE COPY

도면 12



도면 13



BEST AVAILABLE COPY